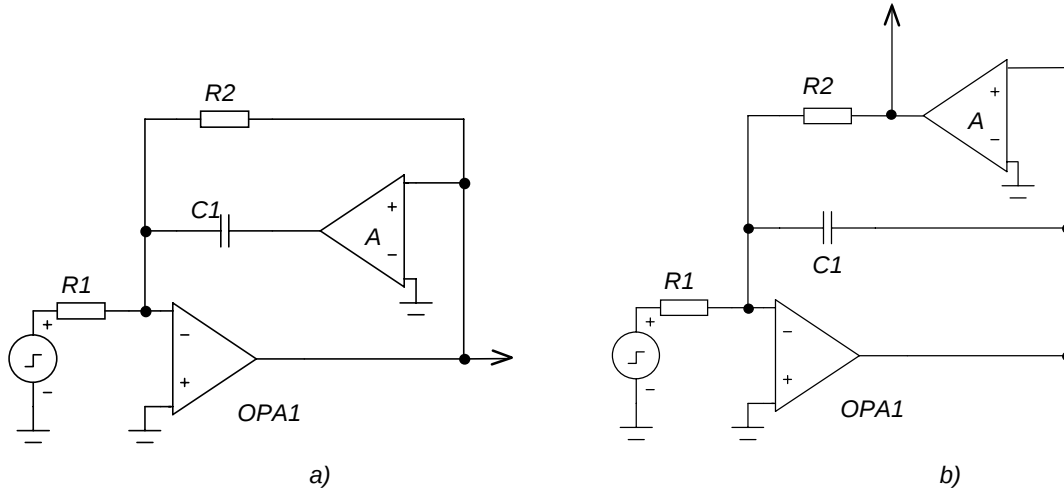


Rozbor vlivu reálných vlastností na stabilitu dílčích bloků filtru

Řízené zesilovače mění amplitudové a fázové poměry v zpětnovazebních smyčkách, což může vést k nestabilnímu chování. Jsou důvody se domnívat, že není vhodné vkládat zesilovače do kaskády s integračními kapacitami. V dalším porovnáme dva různé způsoby transformace kapacity podle obr. 25 a) a b) a jejich vliv na stabilitu zapojení. Při analýze budeme modelovat oba zesilovače v obvodu (OPA a A) jednopólovým modelem s uvažováním výstupního odporu.

Jako příklad uvažujeme použití operačních zesilovačů OPA CLC420 a řízeného zesilovače VCA610 s parametry uvedenými výše. Dále uvažujeme hodnoty součástek $R_1=R_2=24\text{k}\Omega$, $C_1=330\text{pF}$ (viz další text, filtr bude naladěn na střední kmitočet 100kHz a bude mít činitel jakosti 5).



Obr. 25. Dvě varianty transformace kapacity C_1 působením napěťového zesilovače A.

Analýzou zapojení na obr. 25 a) zjistíme, že při daných numerických hodnotách parametrů součástek nemá na výslednou kmitočtovou charakteristiku prakticky žádný vliv variace stejnosměrného zesílení OPA1 kolem nastavené hodnoty 2000. Pro zjednodušení symbolické analýzy tedy uvažujeme

$$A_0 \rightarrow \infty$$

I pak však symbolická analýza dává relativně složitý výsledek. Soustředíme se na výslednou charakteristickou rovnici, která je v následujícím tvaru:

$$\begin{aligned} & R_1 * wta * wt \\ & + s * (R_1 * C_1 * wta * r * wt + wta * R_o + R_1 * A * wt + wta * R_2 + R_1 * C_1 * A * wta * wt * R_2 + R_1 * wta) \\ & + s^2 * (C_1 * wta * r * R_o + C_1 * wta * r * R_2 + R_1 * C_1 * wta * R_o + A * R_2 + A * R_o + R_1 * C_1 * wta * R_2 \\ & + R_1 * C_1 * wta * r + R_1 * C_1 * A * r * wt + R_1 * A - R_1 * C_1 * A * wta * R_o) \\ & + s^3 * (C_1 * A * r * R_2 + R_1 * C_1 * A * R_2 + R_1 * C_1 * A * r + R_1 * C_1 * A * R_o + C_1 * A * r * R_o) \end{aligned}$$

kde wt , resp. wta je $2 * \pi * ft$, resp. $2 * \pi * fta$.

Všechny koeficienty s výjimkou koeficientu a_2 u členu s^2 jsou kladné. Postačující podmínkou nestability je

$$a_2 < 0.$$

Bližší rozbor problému naznačuje, že se jedná i o nutnou podmínku.

Po dosazení a úpravě vyjde **podmínka nestability** ve tvaru

$$(R_0 + R_1 + R_2) \left(r + \frac{A}{\omega_{ta} C_1} \right) + R_1 (R_0 + R_2) < R_1 A \left(R_0 - r \frac{\omega_t}{\omega_{ta}} \right) \quad (12)$$

Z uvedeného například plyne, že aby byl obvod nestabilní, pak musí nutně být pravá strana rovnice (12) kladná, neboli

$$\frac{R_0}{r} > \frac{\omega_t}{\omega_{ta}} = \frac{\omega_t}{A\omega_0} \quad (13)$$

Podmínku (12) je pak možné přepsat do tvaru

$$A > 1 + \frac{R_2}{R_0} + \frac{r}{R_0} \frac{\omega_t}{\omega_0} + \frac{R_0 + R_1 + R_2}{R_0 R_1} \left(r + \frac{1}{\omega_0 C_1} \right) \quad (14)$$

Zrekapitulujme, že (13) je nutná, (14) pak nutná i postačující podmínka nestability.

Po dosazení konkrétních hodnot do podmínky (14) vyjde

$$A > 1855.$$

Protože maximální zesílení uvažujeme 100, bude daný obvod stabilní.

Použijeme-li však na místě OPA1 například obvod NE5532 o parametrech $GBW=f_T=10$ MHz, $R_0=50\Omega$, a provedeme-li změnu impedanční úrovně, kdy všechny pracovní odpory ve filtru desetkrát zmenšíme a kapacity desetkrát zvětšíme (viz dále), vyjde

$$A > 49,5.$$

Při nastaveném zesílení nad tuto mez tedy dojde k nestabilitě. Při hodnotách zesílení blízcí se nestabilní oblasti můžeme očekávat deformace parametrů filtru v kmitočtové i časové oblasti.

Vliv na kmitočtové charakteristiky je demonstrován na obr. 26 a), b) a c). Působením reálných vlastností zesilovačů se objevuje jednak efekt rezonančního převýšení pro nízká zesílení (viz dále tzv. efekt kolísání maxima), jednak vliv parazitního pólu v nepropustném pásmu, který je předzvěstí potenciální nestability.

Obrázek 27 a), b) ukazuje obdobné výsledky analýzy po výše zmíněné změně impedanční úrovně. Menší „vzdálenost“ od meze stability se projevuje ve větším zvlnění kmitočtových charakteristik. Pro zesílení $A=100$ je obvod již nestabilní.

Obdobnou analýzu je možné provést pro zapojení na obr. 25b). Podobně jako u zapojení 25a) zjistíme oprávněnost zjednodušujícího předpokladu $A_0 \rightarrow \infty$, při jehož uvažování vychází symbolická analýza charakteristické rovnice takto:

$$\begin{aligned} & A * w_{ta} * w_t \\ & + s * (R_1 * C_1 * w_{ta} * r * w_t + w_{ta} * R_2 + w_{ta} * r + R_1 * w_{ta} + R_1 * C_1 * w_{ta} * w_t * R_2) \\ & + s^2 * (C_1 * w_{ta} * r * R_0 + R_1 * C_1 * A * w_t * R_2 + C_1 * w_{ta} * R_0 * R_2 + A * r + R_1 * C_1 * A * r * w_t \\ & + R_1 * C_1 * w_{ta} * R_0 - R_1 * C_1 * A * w_{ta} * R_0 + A * R_2 + R_1 * C_1 * w_{ta} * r + R_1 * A + R_1 * C_1 * w_{ta} * R_2) \\ & + s^3 * (R_1 * C_1 * A * R_2 + C_1 * A * r * R_0 + C_1 * A * R_0 * R_2 + R_1 * C_1 * A * r + R_1 * C_1 * A * R_0) \end{aligned}$$

Všechny koeficienty s výjimkou koeficientu a_2 u členu s^2 jsou opět kladné. Podmínkou nestability je tedy $a_2 < 0$.

Po dosazení a úpravě vyjde podmínka nestability ve tvaru

$$\left(r + R_1 + R_2 \right) \left(R_0 + \frac{A}{\omega_{ta} C_1} \right) + R_1 (r + R_2) < R_1 A \left(R_0 - (r + R_2) \frac{\omega_t}{\omega_{ta}} \right) \quad (15)$$

Po srovnání s (12) zjišťujeme určité odlišnosti. Aby byl obvod nestabilní, pak musí nutně být pravá strana rovnice (15) kladná, neboli

$$\frac{R_0}{r + R_2} > \frac{\omega_t}{\omega_{ta}} = \frac{\omega_t}{A\omega_0} \quad (16)$$

Tuto nerovnost lze splnit podstatně obtížněji než nerovnost (13), což se promítá do stabilnějšího chování obvodu. Po uvažování rovnosti $\omega_{ia} = A\omega_0$ je pak možné podmínku (15) vyjádřit v tvaru

$$A > 1 + (r + R_2) \left(\frac{1}{R_0} + \frac{1}{R_1} + \frac{\omega_t}{R_0 \omega_0} + \frac{1}{R_0 R_1 C_1 \omega_0} \right) + \frac{1}{R_0 C_1 \omega_0}. \quad (17)$$

Zrekapitulujme, že (16) je nutná, (17) pak nutná i postačující podmínka nestability.

Uvažujeme-li operační zesilovač CLC420, pak po dosazení konkrétních hodnot podmínka nestability (17) zní:

$$A > 10470$$

Obvod tedy bude stabilní pro uvažovaná zesílení. Za předpokladu použití operačního zesilovače NE5532 a po výše definované změně impedanční úrovně nyní vychází

$$A > 66,3.$$

Práh nestability je sice oproti prvnímu zapojení posunut k vyšší hodnotě zesílení, pro uvažovaný rozsah zesílení to však nestačí a zapojení bude nestabilní.

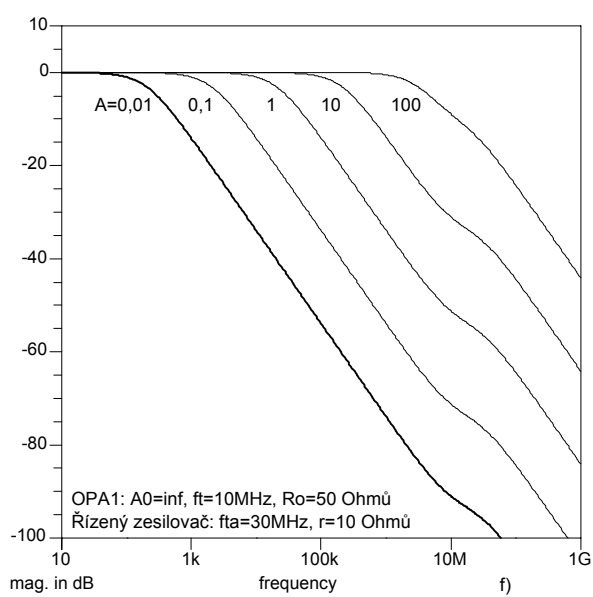
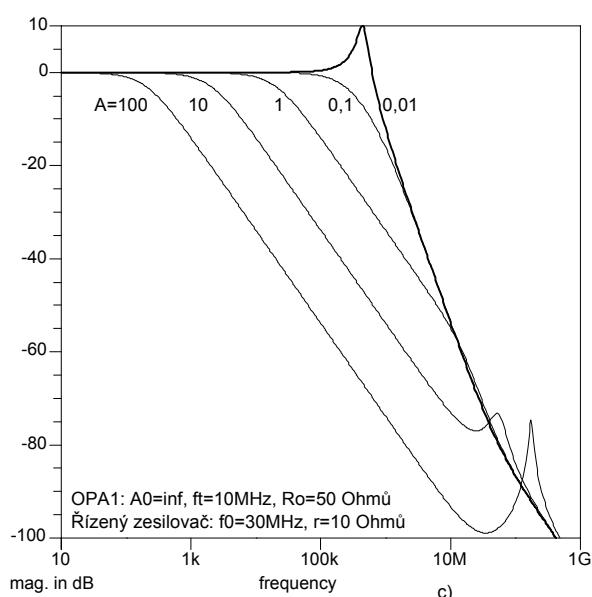
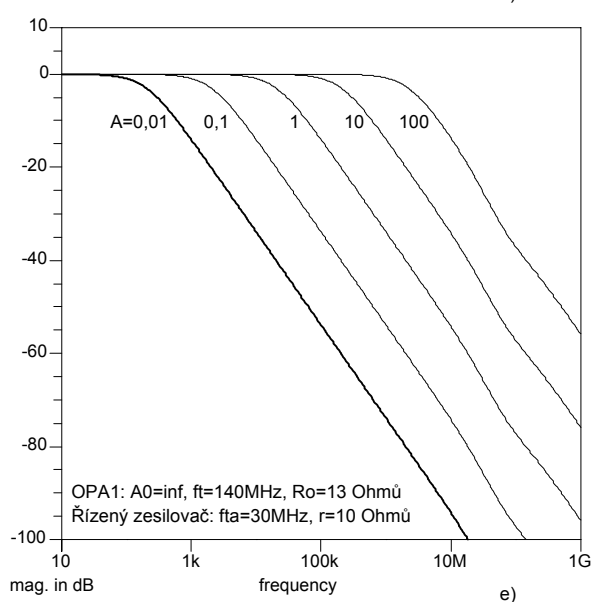
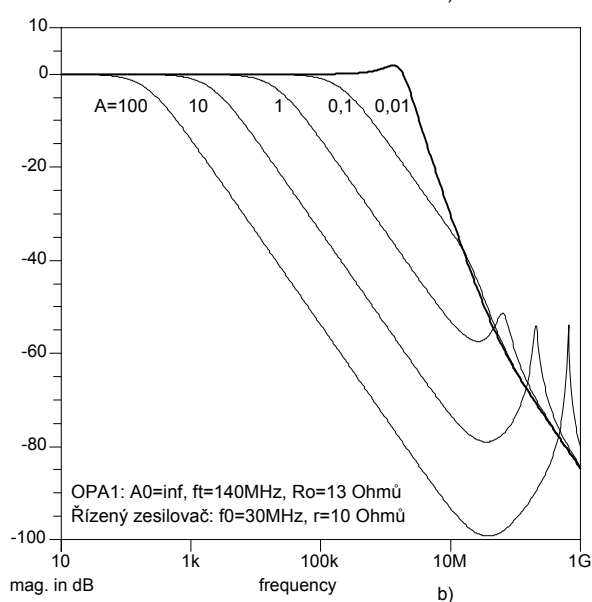
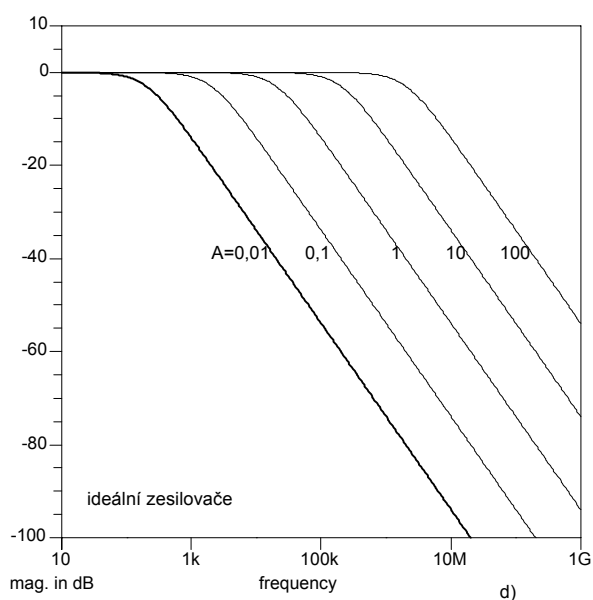
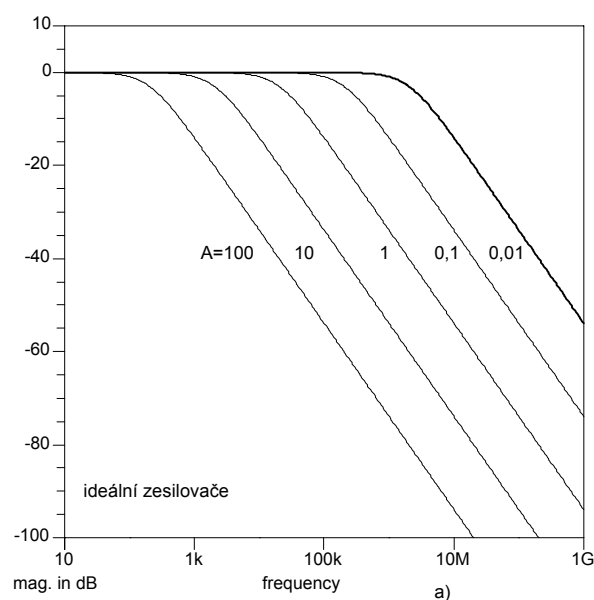
Neprovedeme-li změnu impedanční úrovně, pak při uvažovaném rozsahu změn zesílení nedochází na rozdíl od předchozího zapojení k přiblížení se k nestabilní oblasti. To je potvrzeno kmitočtovými charakteristikami na obr. 26 d), e) a f), kde není patrný parazitní pól v nepropustném pásmu. Charakteristiky jsou bližší ideálním průběhům.

Dílčí závěry:

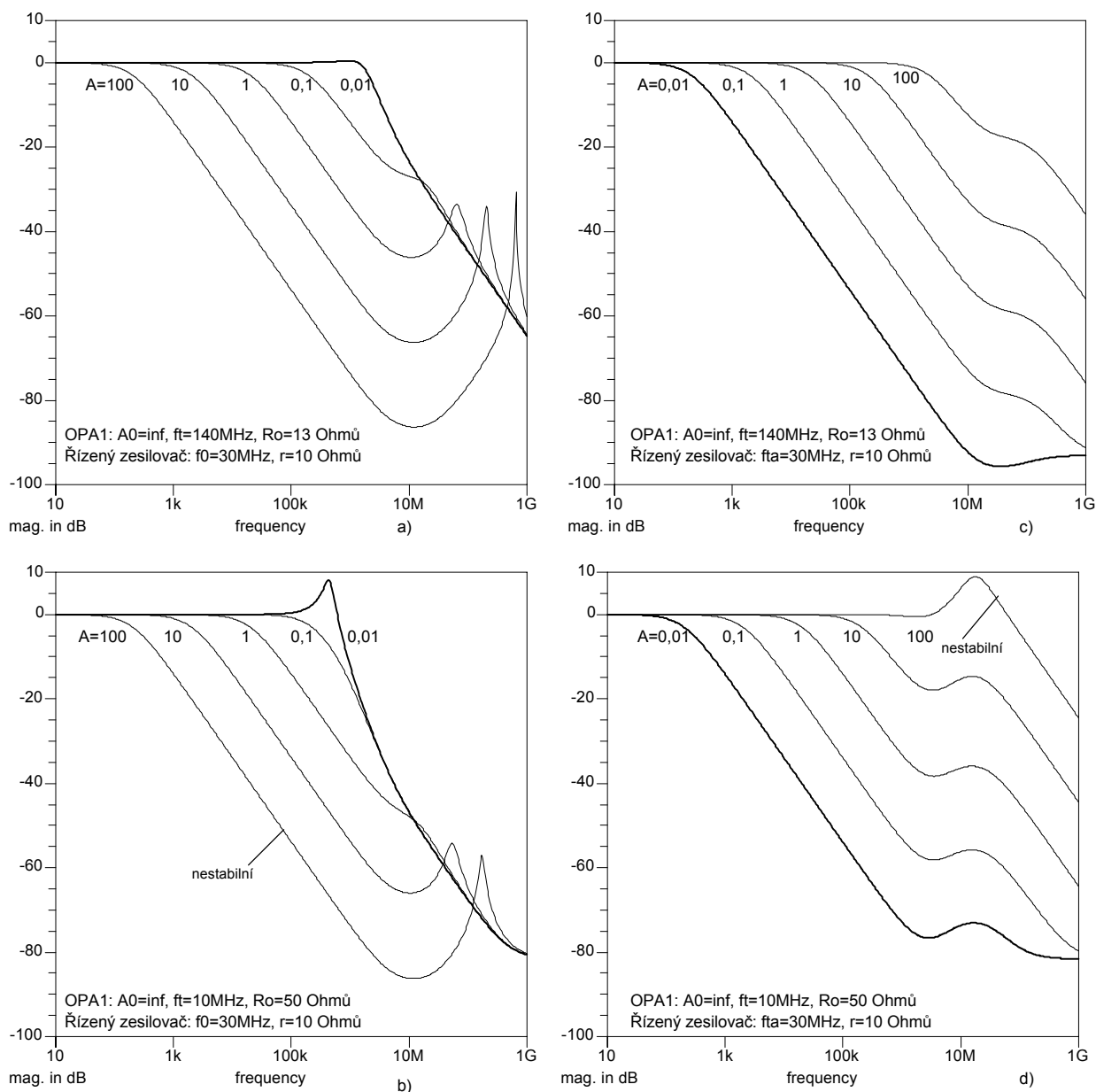
Srovnáváme-li zapojení pro řízení kapacity podle obr. 25a) a b), pak:

- Zapojení 25a) je problematičtější s ohledem na stabilitu. V nepropustném pásmu se to projevuje nepříjemnou špičkou na kmitočtové charakteristice a malým útlumem. Tento efekt je patrný zejména pro velká zesílení A.
- Zapojení 25a) vykazuje pro malá zesílení překmity kmitočtové charakteristiky na hranici propustného pásma, zapojení b) pro velká zesílení, ovšem jen v případě nevhodně nastavené impedanční úrovně a při použití pomalého operačního zesilovače.
- Stabilitu zapojení a s tím související možné deformace kmitočtové charakteristiky je možné výrazně ovlivnit volbou zesilovačů: obecně závisí na relacích mezi poměry výstupních odporů a tranzitních kmitočtů. V zájmu stability je třeba volit poměr výstupních odporů OPA1 a řízeného zesilovače menší než je poměr jejich tranzitních kmitočtů: tedy rychlý OPA1 s malým výstupním odporem. Dále je nutné zajistit podmínku, aby pracovní odpory byly podstatně větší než jsou výstupní odpory zesilovačů.

Tyto závěry se týkají pouze obvodu na obr. 25a), resp. 25b), který je však pouze součástí celého filtru. Na stabilitu a vlastnosti celého zapojení mají vliv i další bloky, působící v celkové zpětnovazební smyčce. Tyto složité jevy zde nejsou podrobně analyzovány. Na některé bylo pouze upozorněno v kapitole o modelování na úrovni modelů SPICE.



Obr. 26. Ladění obvodu z obr. 25a (a,b,c) a 25b (d,e,f).



Obr. 27. Ladění obvodu z obr. 25a (a,b,) a 25b (c,d), provedena změna impedanční úrovně (desetkrát zmenšené pracovní odpory a desetkrát zvětšené kapacity).

Vliv reálných vlastností na kmitočtovou charakteristiku celého filtru a vlastnosti ladění

Vliv reálných vlastností demonstrujeme na obvodu z obr. 5 pro regulaci šířky pásma beze změny kmitočtu ω_0 . Pasivní součástky filtru navrhujeme takto:

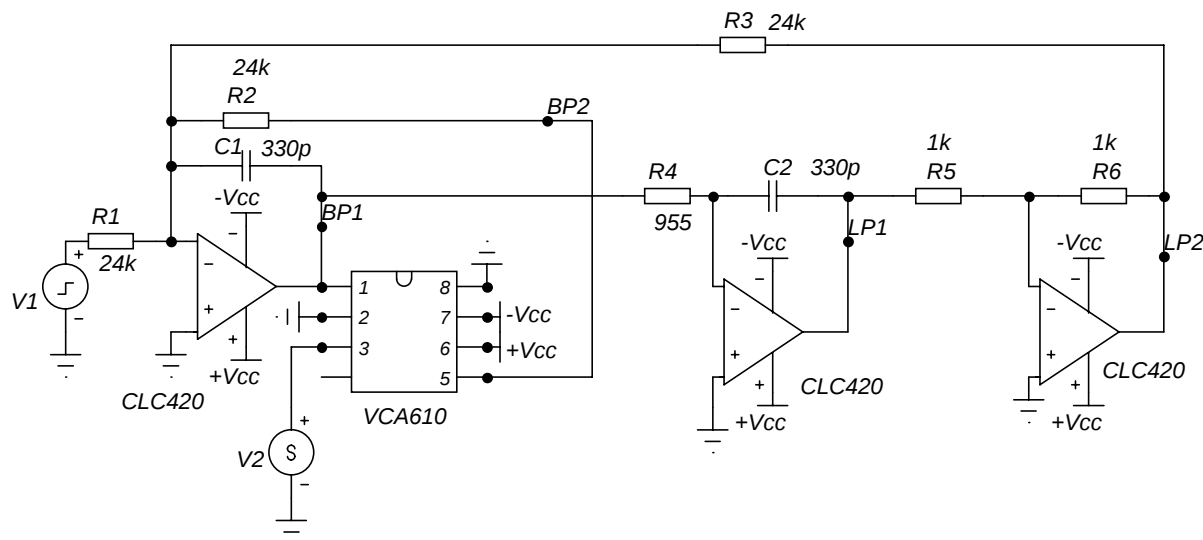
$$R_1=R_2=R_3=24\text{k}\Omega, R_4=955\Omega, R_5=R_6=1\text{k}\Omega, C_1=C_2=330\text{pF}.$$

Při použití ideálních operačních zesilovačů a při zesílení řízeného zesilovače $A=1$ vychází parametry filtru následovně:

$$\begin{aligned} f_0 &= 100,7\text{kHz} \\ Q &= 5,01 \\ B &= 20,1\text{kHz} \end{aligned}$$

Při obecném zesílení A je třeba činitel jakosti dělit A a šířku pásma násobit A , kmitočet f_0 se nebude měnit.

Nyní uvažujme reálné vlastnosti operačních zesilovačů. Díky uzemněným vstupům OZ se nebudou uplatňovat parazitní vstupní kapacity na kmitočtech, kdy zesilovače vykazují velký zisk. Zaměříme se zejména na modelování vlivu stejnosměrného zesílení, tranzitního kmitočtu a výstupního odporu. Jako příklad uvažujeme použití operačních zesilovačů CLC420 a jako řízený zesilovač obvod VCA610 s parametry udanými výše.



Obr. 28. Navržený filtr s parametry $f_0=100\text{kHz}$, $B=20\text{kHz} \times A$, $Q=5/A$, A je řízeno napětím $V_2 \in \langle 0, -2 \rangle \text{V}$ v intervalu $A \in \langle 0.01, 100 \rangle$.

Výsledné schéma je na obr. 28. Výsledky simulace s výstupem na BP2 jsou na obr. 23a). Řízení šířky pásma při zachování f_0 se zdá v pořádku. Provedeme-li však detailní simulaci v okolí f_0 , zjistíme, že pro nízká zesílení vzroste přenos filtru nad 0dB (viz detail, obr. 23b). Daný efekt nazvěme „efekt kolísání maxima“. I když zde je tento efekt nevýrazný, v určitých případech se jeho účinky mohou umocnit v nežádoucí deformace kmitočtové charakteristiky, jak vidíme pro případ použití zesilovačů NE5532 na obr. 23c). Proto se vyplatí efekt kolísání maxima zkoumat podrobněji metodami symbolické analýzy.

Analýza programem SNAP přinesla tyto základní výsledky:

Efekt kolísání maxima

nemá souvislost s reálnými vlastnostmi OPA2 a OPA3 ani s reálnými vlastnostmi řízeného zesilovače,

má slabou souvislost s výstupním odporem a ss zesílením OPA1,

silně závisí na tranzitním kmitočtu GBW OPA1.

Po tomto nalezení dominantní příčiny byla provedena symbolická analýza přenosové funkce s cílem konkrétního popisu vlivu GBW, resp. $\omega_t = 2\pi \cdot \text{GBW}$ na efekt kolísání maxima. Výsledky jsou shrnuty do Tab. 4.

Je zřejmé, že vlivem konečného ω_t došlo k mírné modifikaci komplexních pólů a ke vzniku dalšího reálného pólu, který představuje lomový kmitočet $\Omega \gg \omega_0$ daleko za hranicí propustného pásma. Přitom kmitočet ω_0 , což je modul komplexního pólu, zůstává prakticky zachován: poměr původního a nového ω_0 / ω'_0 vychází 1,0001.

filtr s ideálními zesilovači	filtr s uvažováním konečného GBW OPA1
$K(s) = -\frac{a_2 s}{b_2 s^2 + b_1 s + b_0}$	$K(s) = -\frac{a'_2 s}{\frac{1}{\omega_t} s^3 + b'_2 s^2 + b'_1 s + b'_0}$
$a_2 = \frac{A}{R_1 C_1}$	$a'_2 = \frac{A}{R_1 C_1} = a_2$
$b_2 = 1$	$b'_2 = 1 + \frac{R_1 R_2 + R_1 R_3 + R_2 R_3}{R_1 R_2 R_3 C_1 \omega_t} = 1 + \frac{3}{R_1 C_1 \omega_t}$
$b_1 = \frac{A}{R_2 C_1}$	$b'_1 = \frac{A}{R_2 C_1} = b_1$
$b_0 = \frac{R_6}{R_3 R_4 R_5 C_1 C_2}$	$b'_0 = \frac{R_6}{R_3 R_4 R_5 C_1 C_2} = b_0$
póly: -63131 ± j 629807	póly: -62886 ± j 629741 -879898959

Tab. 4. Vliv tranzitního kmitočtu OPA1 na přenosové vlastnosti filtru. Vzorec pro b'_2 byl upraven za předpokladu $R_1=R_2=R_3$.

Podrobnější rozbor symbolických výsledků vede na následující zjištění:
parazitní lomový kmitočet je prakticky roven kmitočtu tranzitnímu:

$$\Omega = \omega_t \left(\frac{\omega'_0}{\omega_0} \right)^2 \approx \omega_t \quad (18)$$

Maximum přenosu filtru je dáno přibližným vztahem

$$K'_{\max} \approx \frac{a_2}{b_1 - \frac{\omega_0'^2}{\omega_t}} > \frac{a_2}{b_1} = K_{\max} = 1,$$

nebo konkrétněji

$$K'_{\max} \approx \frac{1}{1 - \frac{R_2 R_6}{R_3 R_4 R_5 C_2 \omega_t A}} \quad (19)$$

Zlomek ve jmenovateli posledního výrazu představuje chybový člen, popisující příčiny efektu kolísání maxima pro nízké hodnoty zesílení A. Nemá-li se daný efekt projevit, musí platit nerovnost

$$A \gg \frac{R_2 R_6}{R_3 R_4 R_5 C_2 \omega_t} = \frac{1}{R_4 C_2 \omega_t} = 3,6 \cdot 10^{-3}$$

Pro hraniční zesílení 0,01, které jsme použili při simulaci, už vychází

$$K'_{\max} \approx 1,564 \pm 3,9 \text{ dB}$$

Vzorec (19) nám bez dalších souvislostí radí, jak eliminovat efekt kolísání maxima: je třeba volit „co nejmenší“ R_2 a R_6 a „co největší“ R_3 , R_4 , R_5 , C_2 , ω_t a A.

Při volbě pasivních součástek jsme však ve skutečnosti omezeni nejen nutností dodržet požadované parametry kmitočtové charakteristiky, ale měli bychom vzít v úvahu i podmínky optimálního dynamického rozsahu.

Optimalizace dynamického rozsahu

Přeladováním filtru změnou zesílení řízených zesilovačů dochází k velkým změnám napětí v různých uzlech. Je třeba tyto jevy podchytit a pečlivým návrhem zabránit nežádoucím saturacím aktivních prvků a tím maximalizovat horní hranici vstupního signálu pro zajištění práce filtru v lineárním režimu.

Pro filtr typu Tow-Thomas platí některé zajímavé věty, které nám mohou pomoci při optimalizaci poměru součástek a dynamického rozsahu. Tyto věty je možno odvodit z grafového popisu filtru. Obdobné věty byly formulovány dříve [9] pro filtry se spínanými kapacitami.

Ve větách se důsledně rozlišuje mezi operačním zesilovačem (v základním zapojení na obr. 1 jsou to prvky OPA1, OPA2 a OPA3) a zesilovačem (míní se tím řízený zesilovač napětí).

Věta 1. *Vynásobíme číslem $b \neq 0$ impedance všech prvků připojených k invertujícímu vstupu OPA. Pak napětí na výstupu tohoto OPA ani jiná uzlová napětí se nezmění. Jinými slovy, přenosové funkce ze vstupu do všech uzlů zůstanou zachovány.*

Tuto větu můžeme využít k minimalizaci poměrů součástek filtru.

Věta 2. *Vynásobíme číslem $b \neq 0$ impedance všech prvků připojených k výstupu OPA. Je-li k tomuto výstupu připojen zesilovač napětí, vydělíme jeho zesílení číslem b . Pak napětí na výstupu tohoto OPA se b -krát zvětší a ostatní uzlová napětí se nezmění. Jinými slovy, přenosová funkce ze vstupu do výstupu OPA se b -krát zvětší, přenosové funkce do ostatních uzlů zůstanou zachovány.*

Věta 3. *Vynásobíme číslem $b \neq 0$ zesílení zesilovače napětí a současně všechny impedance, připojené k jeho výstupu. Pak napětí na výstupu tohoto zesilovače se b -krát zvětší a ostatní uzlová napětí se nezmění. Jinými slovy, přenosová funkce ze vstupu do výstupu zesilovače se b -krát zvětší, přenosové funkce do ostatních uzlů zůstanou zachovány.*

Věty 2 a 3 můžeme využít k optimalizaci dynamického rozsahu celého filtru.

Výsledky simulace filtru z obr. 28 pro výstup v uzlu BP2 jsme se již zabývali (obr. 23). Na obr. 29 vidíme kmitočtové charakteristiky stejného filtru s uvažováním výstupů BP1 a LP1. Výstup LP2 zde není uveden, protože se jedná jen o inverzi výstupu LP1. Je zřejmé, že maximum přenosu na výstupu LP1 prakticky o 14dB převyšuje maximum na výstupu BP1 (a o 54,5dB maximum na výstupu BP2, což je dáno dynamikou řízení obvodem VCA610). Je třeba snížit přenos do výstupu LP1 na úroveň přenosu do výstupu BP1, tj. o 14dB, konkrétně $10^{14/20} \doteq 5$ krát. Podle věty 2 tedy vynásobíme pěti C_2 a vydělíme pěti R_5 :

$$C_2 \rightarrow 5C_2 = 1.65nF, R_5 \rightarrow R_5 / 5 = 200\Omega.$$

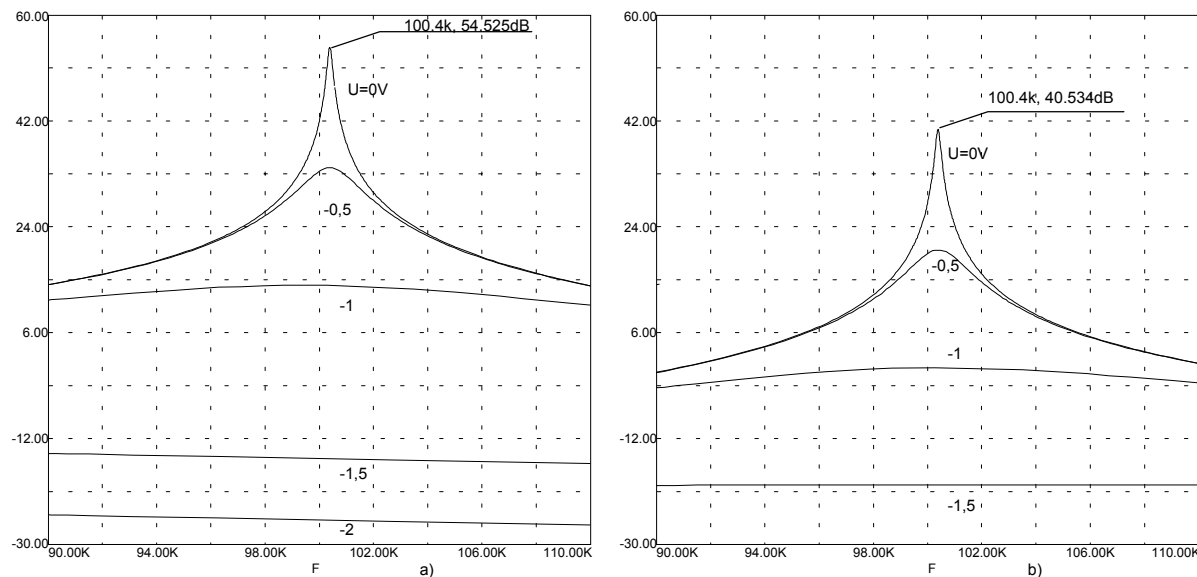
Následná simulace vede k zjištění, že křivka LP1 se posune o 14dB dolů, takže vrcholy obou charakteristik (BP1 a LP1) budou nyní vyrovnány na úrovni 40,5dB.

Pokusme se nyní využít věty 1 k finální optimalizaci filtru. Věta říká pro konkrétní filtr toto: pasivní součástky rozdělíme do tří nezávislých množin:

1. R_1, R_2, R_3, C_1
2. R_4, C_2
3. R_5, R_6

Prvky množiny č. i představují rezistory a kapacitami, připojené k invertujícímu vstupu OPA č. i . Pak platí, že zvětšíme-li odpory v libovolné množině b -krát a současně zmenšíme-li kapacitami v této množině b -krát, kde $b > 0$, pak se přenosové vlastnosti filtru nezmění.

Nejprve se pokusme této vlastnosti využít k eliminaci efektu kolísání maxima. Rozborem vzorce (19) však zjistíme, že to není možné: například zmenšíme-li R_2 , musíme ve stejném poměru zmenšit i R_3 , protože oba prvky patří do množiny 1. Takto se ve všech případech kompenzují navrhované změny, takže chybový člen se nám nepodaří snížit.



Obr. 29. Simulace filtru z obr. 28 před optimalizací dynamického rozsahu, výstup na LP1 (a), BP1 (b). Řídicí napětí je krokováno v hodnotách (-2,-1.5,-1,-0.5,0)V.

Věty 1 využijeme pro optimalizaci kapacit, tj. navrhujeme C_2 zpět na původní hodnotu $330\text{pF}=C_1$, ovšem tak, že zůstane zachován optimální dynamický rozsah. C_2 patří do množiny č. 2, pětinašobné snížení C_2 tedy musí být doprovázeno pětinašobným vzrůstem R_4 :

$$R_4 \rightarrow 5R_4 = 955.5 = 4,77\text{k}\Omega.$$

Závěry

Zpráva je úvodní teoretickou studií o možnostech elektronického řízení parametrů aktivních filtrů 2. řádu s třemi operačními zesilovači pomocí napěťových zesilovačů s řiditelným ziskem. V rámci struktury filtru Tow-Thomas jsou rozebrány všechny možnosti nezávislého nastavování parametrů ω_0 , Q a B . Jsou navrženy způsoby transformace impedancí filtru pomocí řízených zesilovačů a aplikace těchto způsobů k elektronickému řízení parametrů. Jednotlivé varianty byly podrobně analyzovány jednak na úrovni jednopólových modelů aktivních prvků, jednak na úrovni modelů SPICE s cílem odhalení vlivu reálných vlastností na kmitočtové charakteristiky a na stabilitu celého filtru. Takto bylo zjištěno několik nepříznivých jevů, které zřejmě nelze popsat a vyhodnotit jednopólovou analýzou, nicméně jsou zjištěny možnosti jejich eliminace. V závěru je formulováno několik vět, které umožňují optimalizovat navržený filtr s ohledem na dynamiku signálu a na rozptyl součástek.

V navazující etapě řešení bude nutné podrobně analyzovat příčiny tří negativních projevů reálných vlastností – nestability, zploštění maxima přenosu a kolísání maxima přenosu. Dále bude vhodné provést podobnou analýzu i pro jiné typy řízených zesilovačů než VCA610. Například obvod LT1228 je zesilovač s proudovým výstupem a jako takový umožňuje přímou realizaci jak invertujícího tak i neinvertujícího integrátoru, takže ve struktuře Tow-Thomas ušetříme jeden operační zesilovač.

Po získání potřebných integrovaných obvodů bude třeba provést řadu experimentálních měření s cílem konečného ověření či korekce poznatků uvedených v této studii, které byly formulovány na základě výsledků počítačových simulací.